

LÖSUNGSANSÄTZE ZUR ANPASSUNG
VON
ICRH-ANTENNEN AN DEN HF-GENERATOR

IPP 4/247

Franz Braun

Juli 1991

Zusammenfassung

Im ersten Teil der vorliegenden Arbeit werden die gebräuchlichen Konzepte zur Anpassung eines Hf-Generators, an die in der Regel variable Impedanz einer ICRH-Antenne verglichen und in ihren Vor- und Nachteilen ausführlich diskutiert.

Besondere Aufmerksamkeit gilt dabei möglichen Resonanzerscheinungen, die durch die meist lange Übertragungsleitung und die darin enthaltenen Diskontinuitäten (z.B. periodische Isolatorelemente) angeregt werden können. Über entsprechende Betriebserfahrungen am Beispiel der ICRH-Anlagen an ASDEX und W7AS wird berichtet. Für die hier bei den verschiedenen Frequenzbereichen auftretenden Resonanzprobleme werden Lösungsvorschläge gebracht.

Im zweiten Teil der Arbeit wird ein neuartiges Konzept zur breitbandigen Antennenanpassung an die variable Antennenlast vorgeschlagen. Dieses Konzept lehnt an den bei der Mikrowellenübertragung gebräuchlichen Mehrstufentransformator an und dürfte, auf ICRH-Anlagen übertragen, erhebliche Vorteile im Vergleich zu den zuvor beschriebenen Lösungen bringen. Zu nennen ist vor allem die damit mögliche breitbandige Anpassung an die variable Last bei vergleichsweise einfachem technischen Aufbau.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Vorbemerkung	4
2. Konzept und Aufbau verschiedener ICRH-Anpaßsysteme	4
2.1 Anpassung bei JET	4
2.2 Anpassung bei ASDEX / W7AS , TEXTOR	5
2.3 Anpassung am TFTR / D-III, TORE SUPRA	5
3. Genauere Betrachtung des ICRH-Systems ASDEX / W7AS	7
3.1 Generator	7
3.2 Übertragungsleitung	9
3.3 Anpaß- (Tuner) System inclusive Antenne	12
4. Vorschlag einer neuartigen Impedanztransformation	15
4.1 Vergleich zwischen konventioneller Anpassung und der Transformation über Stufentransformatoren	21
4.2 Mögliche technische Ausführung einer Anpassung über einen Zwei-Stufentransformator	24
4.3 Folgerungen	26
5. Zusammenfassung	27
6. Literaturverzeichnis	28

1. Vorbemerkung

Im Vergleich zu Hochleistungs-Rundfunksendern, die immer auf eine angepaßte Antenne als konstante Last arbeiten, ist dies bei der ICRH nicht der Fall, da sich die Kopplung der Antenne ans Plasma während einer Entladung ändert. Die Auswirkungen dabei sind:

- a. Fehlanpassungen führen im Generator zu erhöhter Belastung der Anode oder des Schirmgitters der Verstärkerröhre. Um die teure Röhre zu schützen, wird in diesem Fall die Ausgangsleistung des Generators automatisch reduziert .
- b. Weiter besteht die Gefahr, daß es an einzelnen Verstärkerstufen des Generators zu unkontrollierter Selbsterregung kommt und dadurch Bauteile zerstört werden können // 4 //.

Um eine optimale Leistungsübertragung zwischen einem Hochfrequenz-generator und einem Verbraucher zu gewährleisten, muß der Ausgangswiderstand des Generators gleich dem Eingangswiderstand des Verbrauchers (Antenne) sein. Ist dies nicht der Fall, so wird zwischen Generator und Verbraucher ein Netzwerk geschaltet, das die unterschiedlichen Impedanzen einander anpaßt.

Bei Verwendung von Höchstleistungsgeneratoren - im Falle der Ionen-Cyclotron-Resonanz-Heizung (ICRH) - spielt die Anpassung eine wichtige Rolle, da jede Fehlanpassung eine unerwünschte Leistungsreduktion des Generators nach sich zieht.

2. Konzept und Aufbau verschiedener ICRH-Anpaßsysteme

Die Anpassungsarten der einzelnen Experimente unterscheiden sich geringfügig voneinander. Die Länge der Übertragungsleitung liegt bei allen hier aufgeführten Experimenten in der selben Größenordnung von ca. 80 bis 300 m und ist somit ein Vielfaches der Wellenlänge der Arbeitsfrequenz. Um eine Anpassung für alle Impedanzen zu ermöglichen, benötigt man drei Anpassungsglieder.

2.1 Anpassung bei JET

Bei JET erfolgt die Anpassung über zwei längenveränderliche, am Ende kurzgeschlossene Leitungsstücke. Das erste Anpaßglied (St 1) ist wahlweise ein festes Leitungsstück, ein variabler Kondensator oder eine Kombination aus beiden. Das zweite Anpaßglied befindet sich, ca. 80 m entfernt, am Ende der Übertragungsleitung Antenne-Generator. Bei diesem Konzept gewinnt man an Bandbreite, da - abhängig von dem ersten Anpaßglied - die Verluste in der langen Übertragungsleitung und im Faraday-Schirm die Güte des Systems reduzieren. Dadurch kann hier die Anpassung auch durch Frequenzvariation verbessert werden (siehe Abb.1a).

2.2 Anpassung bei ASDEX / W7AS, TEXTOR

An ASDEX / W7AS ist die Anpassung ähnlich der bei JET, allerdings mit dem Unterschied, daß hier die beiden Abstimmeelemente nur einige Meter voneinander entfernt angebracht sind. Um über den großen Frequenzbereich anpassen zu können, besteht die Möglichkeit, die Leitung Ld zwischen St1 und St2 in der Länge zu variieren (s. Abb.1b und Kap 3.3).

2.3 Anpassung am TFTR / D-III, TORE SUPRA

Am TFTR bzw. D-III-Experiment erfolgt die Anpassung direkt an der Antenne. Die Anpaßglieder sind hier hochbelastete Kondensatoren. Die Übertragungsleitung ist somit an den Generator angepaßt. Die Güte des Systems wird im wesentlichen durch die Kopplung der Antenne ans Plasma, die Verluste in den beiden Anpaßkondensatoren und durch die Verluste in den Faraday-Schirm bestimmt (s. Abb. 1c).

Eine Anpassung über die Frequenzvariation ist sowohl an ASDEX / W7AS als auch an TFTR / D-III nur in begrenztem Umfang möglich, weil sich wegen der hohen Güte des Anpaßsystems sowohl der Real- als auch der Imaginärteil abhängig von der Frequenz am Generator ändert.

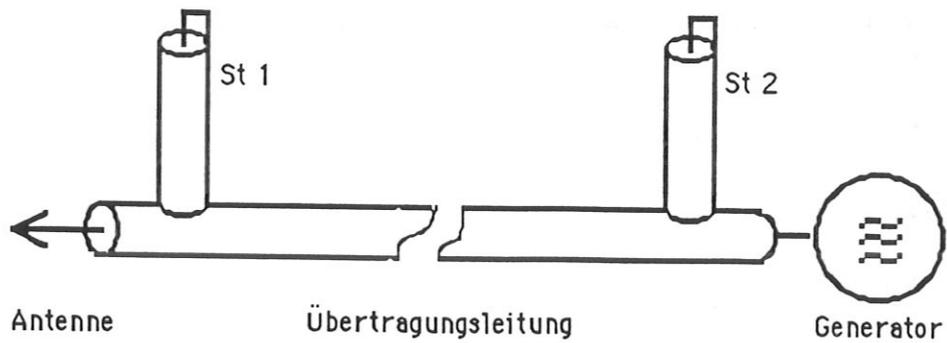


Abb.1a Anpassung bei JET

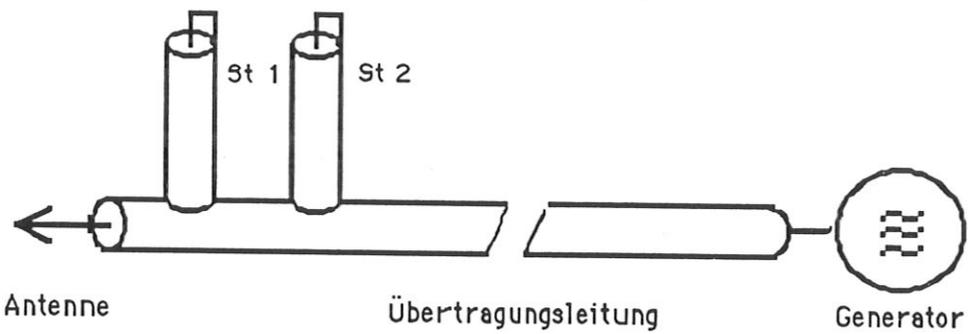
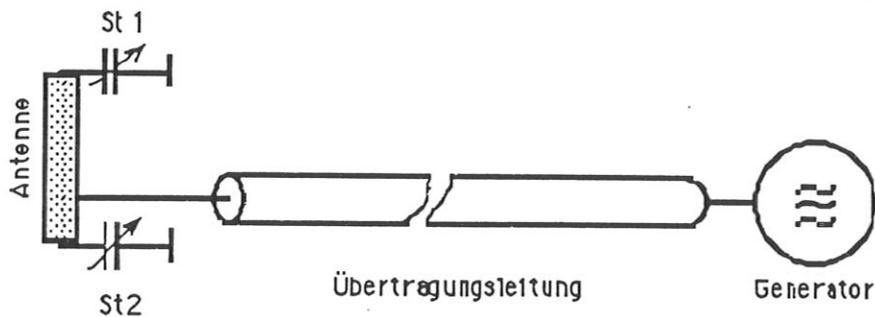


Abb.1b Anpassung an ASDEX / W7AS



St 1 , St 2 variable Abstimmelemente, bestehend aus koaxialen
Leitungsstücken oder Vakuumkondensatoren.

Abb. 1c Anpassung am TFTR

3. Genauere Betrachtung des ICRH-Systems ASDEX / W7AS

Das ICRH-System ASDEX / W7AS besteht aus zwei voneinander unabhängigen Hf-Generatoren, die jeweils über eine Übertragungsleitung und ein Anpaßnetzwerk eine Antenne speisen. Die Phasenverschiebung zwischen den Generatoren ist zwischen 0 und 180 Grad einstellbar

3.1 Generator

Jeder Generator besteht aus Oszillator, Hf-Regler, Transistorverstärker und drei nachfolgenden Röhrenverstärkern. Der Ausgangsteil der zweiten Röhrenstufe sowie die Endstufe sind in koaxialer Bauart ausgeführt, um den großen Frequenzbereich speziell bei 80 - 115 MHz) abdecken zu können.

Technische Daten

Frequenzbereich	:	30 - 115 MHz
Pulslänge max.	:	10 s
Ausgangsleistung	:	bei VSWR ≤ 1.5
Bereich 30 - 80 MHz	:	2MW
Bereich 80 - 115 MHz	:	Abfall von 2MW auf 1.5 MW

Anmerkungen

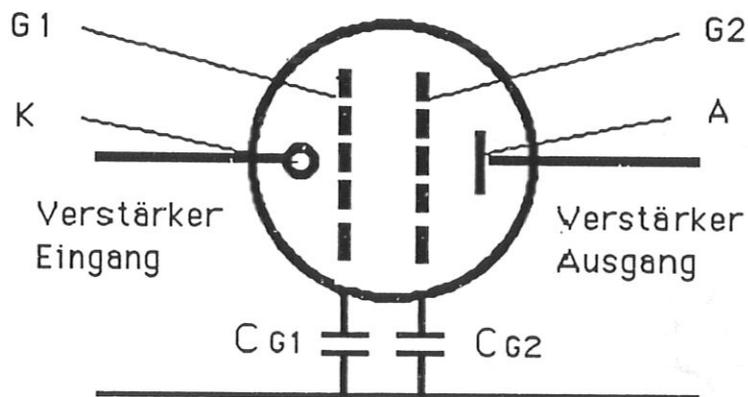
Es ist technisch äußerst schwierig, Hochfrequenzgeneratoren herzustellen, die an jedem komplexen Widerstand in einem großen Frequenzbereich (hier 30 bis 115 MHz) immer stabil arbeiten und dabei maximale Leistung abgeben können.

Ein besonderes Problem stellte sich durch Selbsterregung während der Experimente an ASDEX und W7AS im Frequenzbereich um 75 MHz. Dieser Bereich wird im folgenden genauer untersucht.

Selbsterregung von Verstärkern

Ein Verstärker erfüllt die Bedingung für die Selbsterregung, wenn ein Teil der Ausgangsspannung gleichphasig an den Eingang rückgekoppelt wird. Diese Bedingung kann erfüllt sein, wenn der Verbraucherwiderstand (z.B. Antenne) nicht gleich dem Generatorwiderstand ist. Die Gründe dafür sind:

- a.) Es ist keine vollständige Hf-mäßige Trennung zwischen dem Ein- und Ausgangskreis der Verstärkerstufen (und zwar infolge interner Röhren- und externer Beschaltungskapazitäten) möglich. Die beiden Gitter (G1, G2) sollten Hf-technisch an Massepotential liegen (Abb. 2). Infolge des Spannungsabfalles über dem Serienkondensator C_{g2} wird das Schirmgitter G2 noch mit der Spannung $U_{g2} = I_{g2} * (2 * \pi * f * C_{g2})$ beaufschlagt.
- b.) Impedanzänderungen am Eingang des Generators führen bei konstanter Anodenspannung zu einer Verschiebung des Arbeitspunktes sowie einer Änderung des Spannungsabfalles am G2 der Röhre. Dadurch kann die Rückkoppelbedingung erfüllt werden. Aus Messungen an den ASDEX / W7AS-Generatoren ergibt sich, daß diese Bedingung im Frequenzbereich von ca. 70 - 80 MHz bei Impedanzen ≥ 180 Ohm am Generator erfüllt ist. Eine Vergrößerung des Schirmgitter-Kondensators (C_{G2}) zur Reduzierung des Hf-Spannungsabfalles ist infolge des damit verbundenen Platzbedarfes nicht möglich. Außerdem könnte diese Maßnahme wegen der größeren internen Kondensator-Induktivität nicht zu dem gewünschten Erfolg führen. Eine Lösung im Falle unserer Generatoren wäre die direkte galvanische Erdung des Schirmgitters.



A	Anode
$C_{G1,G2}$	Gitter bzw. Schirmgitterkondensatoren
G1,G2	Steuer-, Schirmgitter
K	Kathode

Abb. 2 Vereinfachte Schaltung der Endverstärkerstufe (Gitter/Schirmgitter-Basis-Schaltung)

Allerdings müssen dabei auch einige Nachteile in Kauf genommen werden wie:

- Isolierung aller Netzteile der Treiber- und Endstufe sowie alle Messungen auf -2 kV (= Schirmgitterspannung).
- Durch die dann geänderten Spannungsverhältnisse sind Seriendensatoren in die Hf-Verbindungsleitung zwischen Treiber- und Endstufe einzubauen, um eine Gleichspannungstrennung dieser beiden Stufen zu erreichen.
- Die Umbaukosten würden zwischen DM 80.000 und 100.000 pro Sender betragen. Diese enormen Kosten geben Anlaß zu Überlegungen, die dazu beitragen sollen, das Problem auf andere Weise lösen zu helfen.

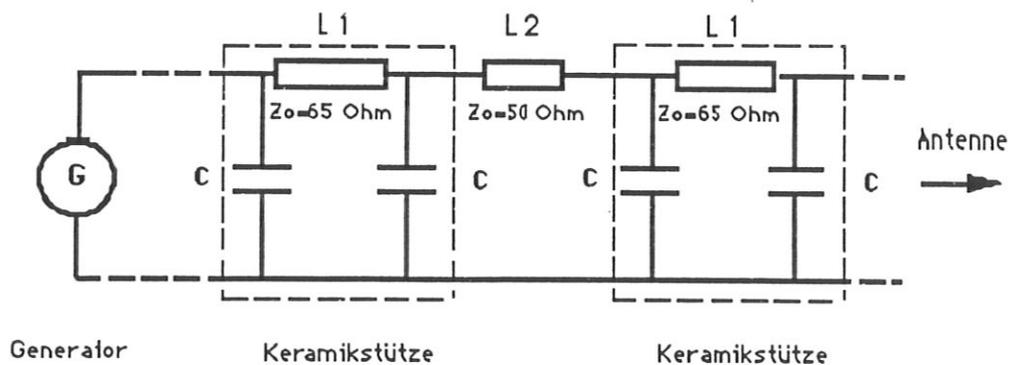
3.2 Übertragungsleitung

Die ca. 230 m lange Übertragungsleitung zwischen Generator und Anpaßnetzwerk (Tunern) ist als 6"-Koaxleitung mit getrockneter Luft als Dielektrikum ausgeführt. Der Innenleiter wird in Abständen von ca. 4 m durch Keramikstützen zentriert.

Frequenzverhalten der Übertragungsleitung

An der Übertragungsleitung wurde die Änderung der Impedanz als Funktion der Frequenz bei einseitigem Abschluß mit dem Wellenwiderstand der Leitung (50 Ohm) meßtechnisch erfaßt. Diese Messungen dienten als Grundlage für die Simulation der Leitung.

Die Übertragungsleitung zu W7AS wird für die numerische Betrachtung in 70 Einzelstücke, die aus den Isolierstützen und einer 395 cm langen Leitung mit $Z_0 = 50 \Omega$ besteht, zerlegt. Die Ersatzschaltung für die Isolierstütze wird durch zwei parallele Kondensatoren mit je $.2\mu\text{F}$, die durch ein 1 cm langes Leitungsstück mit $Z_0 = 65 \Omega$ verbunden sind, in der Rechnung dargestellt (s. Abb.3).



$$C = .2 \mu\text{F} \quad L1 = 1 \text{ cm lang} \quad L2 = 395 \text{ cm lang}$$

Abb. 3 Ersatzschaltbild der Leitung

In der numerischen Behandlung wird vorausgesetzt, daß diese Übertragungsleitung einheitlich aus derartigen Elementen aufgebaut ist. Tatsächlich ist die Periodizität durch Leitungskrümmen geringfügig gestört. Der Fehler, der dadurch entsteht, ist aber vernachlässigbar.

Berechnung der Leitungsimpedanz // 1 //

Anstelle des Tunersystems (zur Anpassung an die Antenne) wird ein 50 Ω Abschlußwiderstand in die Leitung geschaltet und die transformierte Impedanz als Funktion der Frequenz dargestellt. Dies geschieht nach der Transformationsgleichung für verlustbehaftete Leitungen:

$$Z_{\text{trans}} = Z_0 \cdot \frac{Z_{\text{in}} + Z_0 \cdot \tanh(\gamma \cdot L / \lambda_0)}{Z_0 + Z_{\text{in}} \cdot \tanh(\gamma \cdot L / \lambda_0)}$$

$$\text{für } \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L') \cdot (G' + j\omega C')}$$

wobei	Z_0	charakteristische Leitungsimpedanz
	Z_{in}	zu transformierende Eingangsimpedanz
	Z_{trans}	transformierte Ausgangsimpedanz
	$Z_{\text{in}}, Z_{\text{trans}}$	= R + jX
	L	mechanische Leitungslänge
	R', G', L', C'	spezifische Leitungskenngrößen
		Längeneinheit
	λ_0	Freiraumwellenlänge
	$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$	Kreisfrequenz

Die Leitung wurde verlustbehaftet mit $a = 1 \text{e-}4 \text{ dB/m}$ gerechnet, was den Herstellerangaben entspricht und durch Messung bestätigt wurde. Das Ergebnis in Abb. 4 zeigt, daß in weiten Frequenzbereichen die Ausgangsimpedanz keine zusätzliche Änderung durch die lange Leitung erfährt, ausgenommen bei Frequenzen, bei denen der Stützenabstand $\lambda/2 = 395 \text{ cm}$ oder ein Vielfaches davon ist. Die Abweichung von der Soll-Leitungsimpedanz (50 Ω) ist jedoch nicht so groß, daß eine Selbst-erregungsgefahr für den Generator entstehen könnte, sie wurde der Vollständigkeit halber aufgezeigt.

Man kann eventuell bei neu zu bauenden Leitungen großer Länge den Abstand der Keramikstützen variieren, um die dadurch bedingten Zusatzresonanzen klein zu halten (s. Abb. 5).

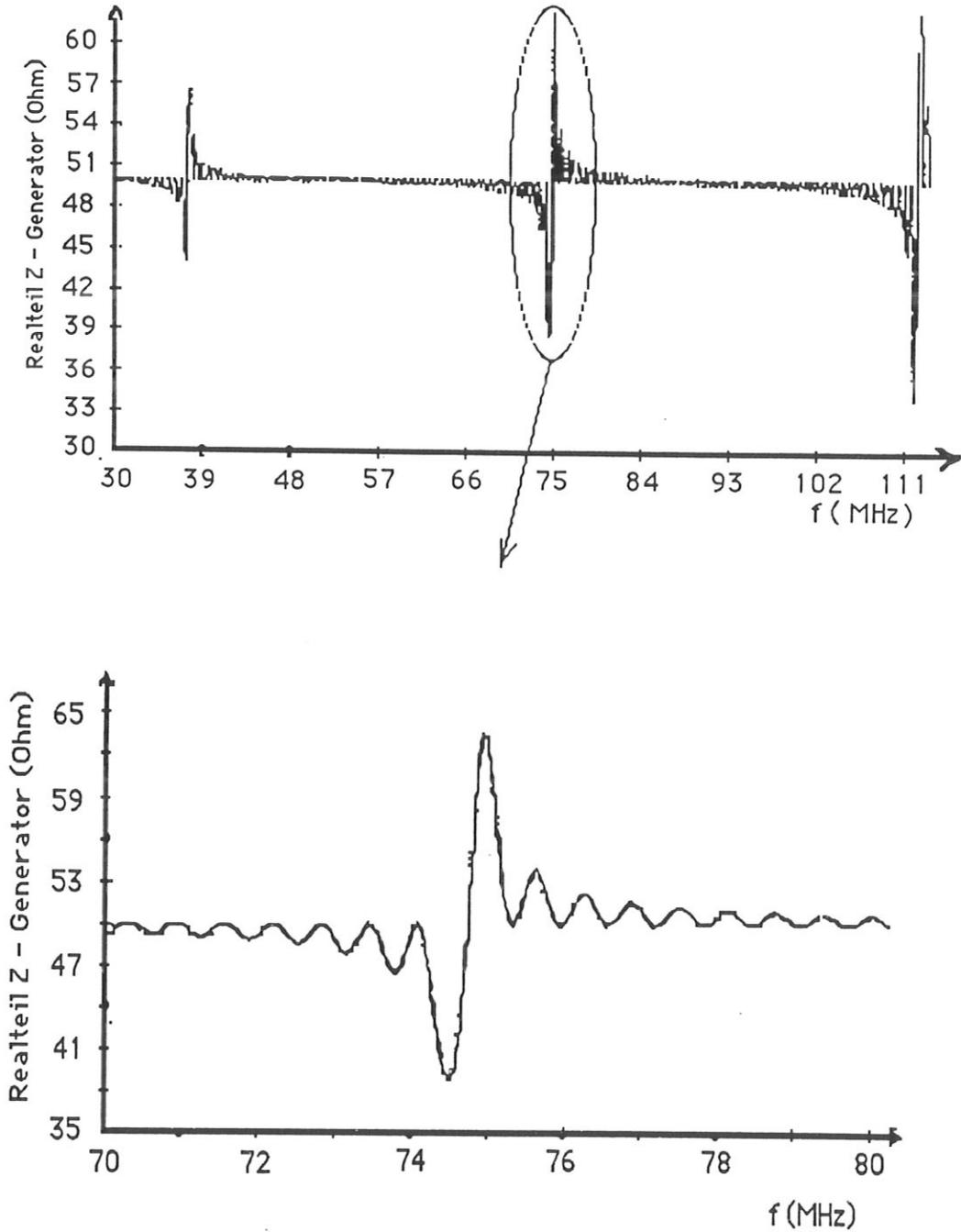


Abb.4 Berechnete Ausgangsimpedanz der Übertragungsleitung bei Abschluß mit $Z = 50 \text{ Ohm}$ und konstantem Stützenabstand von 395 cm .

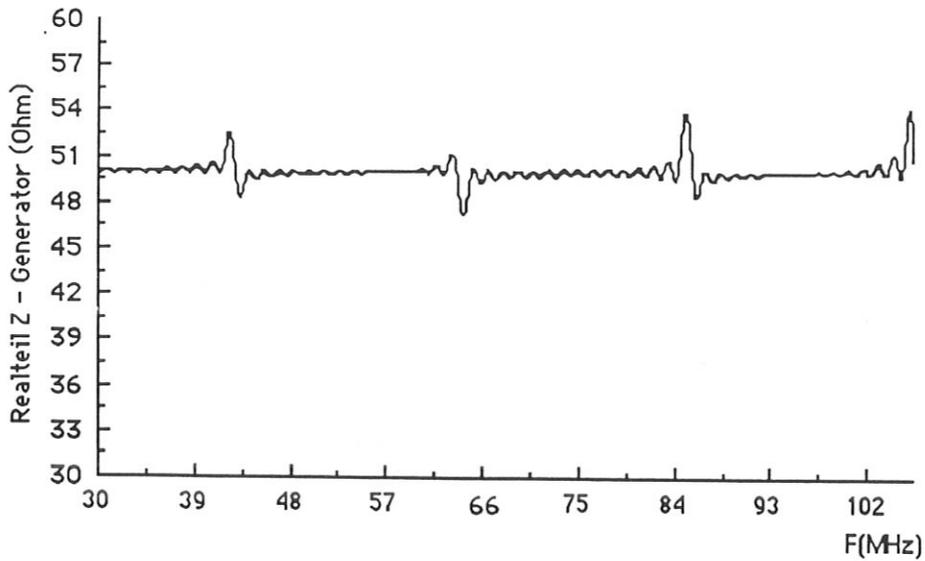
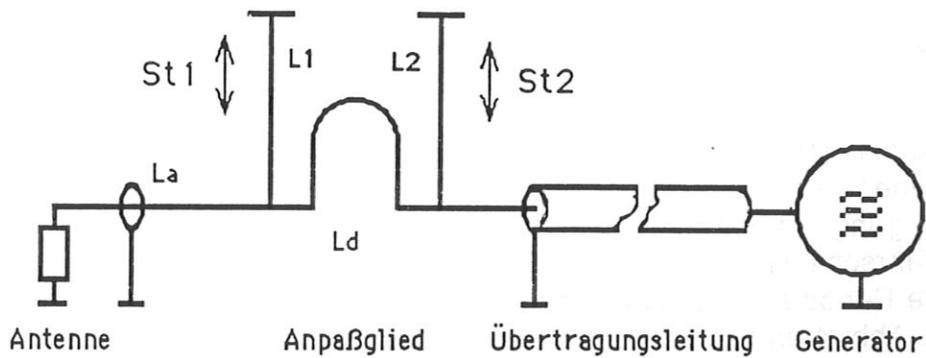


Abb. 5 Berechnete Ausgangsimpedanz der Übertragungsleitung bei Abschluß mit $Z = 50$ Ohm und wechselndem Stützenabstand von 300 - 400 cm.

3.3 Anpaß- (Tuner) System inclusive Antenne (ASDEX / W7AS)

Die Anpassung an die Antenne erfolgt hier mit einem "Zwei-Stub-Tuner-system" (L_2, L_d, L_1). Bei Frequenzwechsel wird Anpassung durch Änderung der Längen L_1 und L_2 sowie der Distanz zwischen den Stubs (L_d) erreicht (Abb. 6).



- | | |
|-----------|---|
| St 1, St2 | längenveränderliche, koaxiale, am Ende kurzgeschlossene Leitungen (Stubs) |
| La | Distanz Antenne \leftrightarrow Stub 1 |
| Ld | Distanz Stub 1 \leftrightarrow Stub 2 |

Abb. 6 Anpaßsystem an ASDEX / W7AS

Numerische Simulation des W7AS-Übertragungssystems

Die Antenne wurde durch einen $2,5 \Omega$ Widerstand ersetzt, was ungefähr dem Antennenwiderstand unter Plasmabedingungen an W7AS entspricht (Abb. 6). Die Länge der Stubs wird so gerechnet, daß bei 75 MHz der Antennenwiderstand über das Tunersystem auf 50Ω transformiert wird. Dies ist dann die Eingangsimpedanz der Übertragungsleitung zum Generator.

Die Übertragungsleitung wurde idealisiert, mit homogen verteilten Stützen im Abstand von 395 cm und mit einer Gesamtlänge von 230 m angenommen. Bezüglich der resonanten Wirkung des Stützenabstandes kann die Rechnung als "worst case"-Abschätzung gelten, da die Annahme nur für nicht unterbrochene Teilstücke (z.B. Bögen) wirklich gilt. Die Impedanz am Generator wird als Funktion der Frequenz dargestellt (Abb. 7).

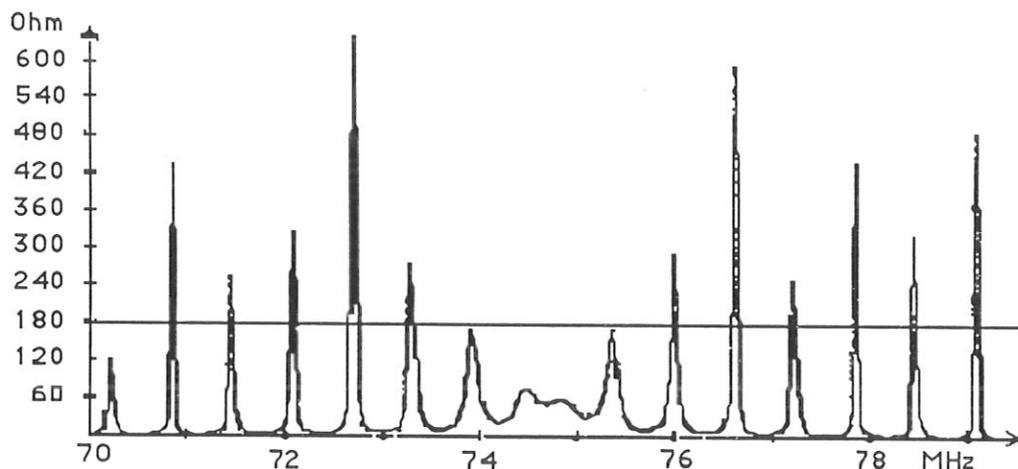


Abb. 7 Impedanz am Sender (Anpassung bei 74.7 MHz) als Funktion der Frequenz

Da die Resonanzspitzen weit in den kritischen Impedanzbereich des Generators hineinragen, wird eine von der Betriebsfrequenz abhängige Neigung zur Selbsterregung verständlich, da oberhalb ca. 180 Ohm die Wahrscheinlichkeit steigt, daß der Generator anschwingt.

Die Periodizität der Spitzen ist auf die Impedanzwelligkeit der Leitung (s. Abb. 4 und 5) zurückzuführen, die durch die resonante Anpassung durch das Tunersystem verstärkt wird.

Eine Möglichkeit, dieses Problem zu lösen, wäre der Einbau eines Parallelwiderstandes oder eines Auskoppel-elementes (Richtkoppler). Dadurch erhöht man die Dämpfung der Leitung und reduziert gleichzeitig die Impedanzspitzen.

Die Dämpfung durch Parallelschaltung eines Widerstandes ist ortsabhängig, da dieser Widerstand nur in der Umgebung eines Spannungsmaximums (= hohe Impedanz) wirkt.

Hingegen ist eine Dämpfung über Richtkoppler ortsunabhängig, da hier die Impedanz vektoriell (nach Real- und Imaginärteil des zu dämpfenden Widerstandes) beeinflußt wird. Diese Methode wird speziell bei "Power - Splittern" oder "Combinern" in der Hf-Technik angewandt, um gegenseitige Beeinflussung von mehreren parallel geschalteten Verstärkern zu reduzieren und damit die Gesamtausgangsleistung zu erhöhen.

4. Vorschlag einer neuartigen Impedanztransformation:

Dieses Konzept lehnt an den bei der Mikrowellenübertragung gebräuchlichen Mehrstufentransformator an. Es wird hier die Möglichkeit der Anwendung auf koaxiale Systeme (ICRH) hin untersucht.

Transformation von Widerständen über $\lambda/4$ -Leitungen unterschiedlicher Leitungsimpedanzen (Stufentransformator) // 3 //

Im Gegensatz zu Mikrowellensystemen, bei denen die Wellenlänge im cm- oder mm-Bereich liegt und damit räumlich eng begrenzt ist, spielt die Länge des Systems im Falle der ICRH eine nicht zu vernachlässigende Rolle, deshalb wird hier nur der Ein- und Zwei-Stufentransformator genauer betrachtet.

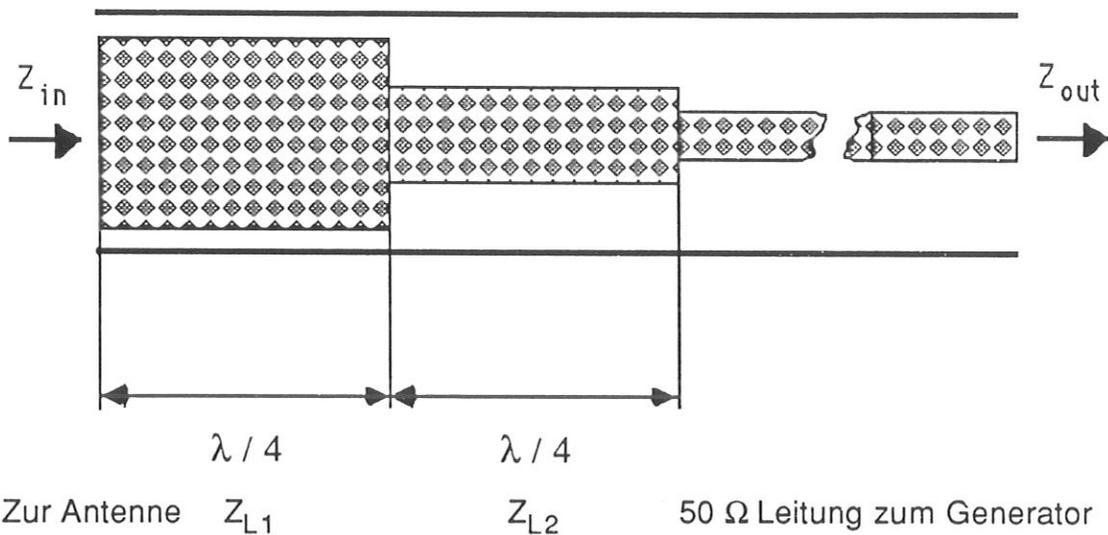


Abb. 8 Anwendung des Zwei-Stufentransformators auf eine Koaxleitung

Zur Vereinfachung wird von der Bedingung ausgegangen, daß der Eingangswiderstand rein reell ist.

Die Transformation für eine $\lambda/4$ -Leitung lautet:

$$Z_L = \sqrt{(Z_{in} \times Z_{out})}$$

und bei zwei $\lambda/4$ -langen, in Serie geschalteten Leitungen ergibt sich (Abb. 8):

$$\begin{aligned} Z_{L1} &= \sqrt{Z_{in} \times \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}} \\ Z_{L2} &= \sqrt{Z_{out} \times \sqrt{Z_{in} \times Z_{out}}} \end{aligned} \quad (2)$$

Z_{Ltg}, Z_{L1}, Z_{L2} charakteristische Leitungsimpedanz
 Z_{in} Eingangsimpedanz
 Z_{out} Impedanz des Generators

Das Durchmesser Verhältnis einer Koaxleitung ergibt sich aus

$$\frac{D_a}{D_i} = e^{\left(\frac{Z_0 \times \sqrt{\epsilon_r}}{60} \right)} \quad (3)$$

für :

D_a Innendurchmesser des Außenleiters
 D_i Außendurchmesser des Innenleiters
 ϵ_r relative Dielektrizitätskonstante

Aus den Gleichungen (1, 2, 3) ist abzuleiten, daß bei kleiner werdender Eingangsimpedanz die benötigten Leitungsimpedanzen (Z_L bzw. Z_{L1}) ebenfalls kleiner werden. Dadurch sind bei kleineren Antennenwiderständen die Leitungsimpedanzen nicht mehr zu realisieren, da der Abstand Innen/Außenleiter gegen null geht (s. Abb. 9 und 10).

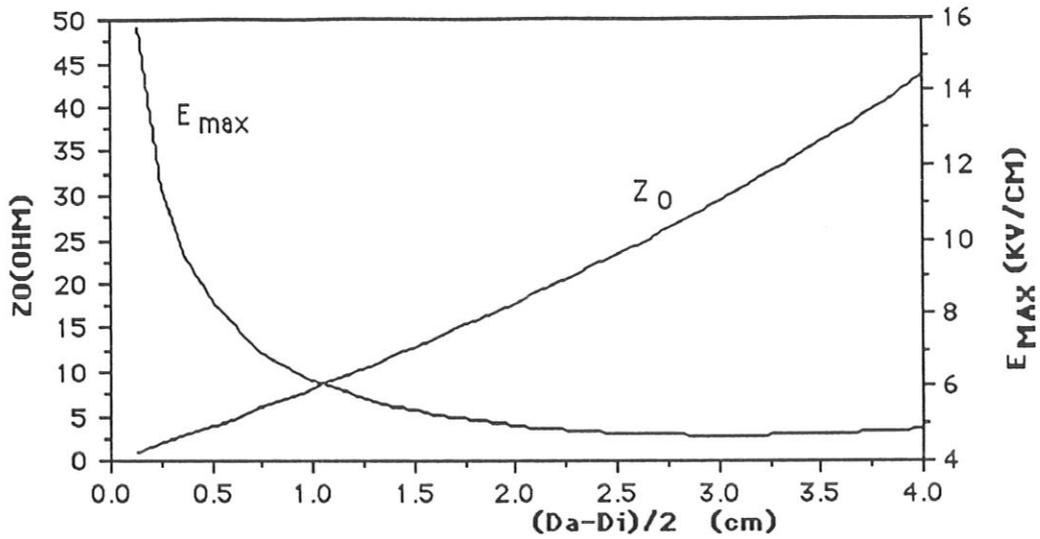


Abb. 9 Max. Feldstärke als Funktion des Abstandes Außenleiter / Innenleiter und der Leitungsimpedanz für eine 6"-Leitung bei Anpassung ($P = 2$ MW)

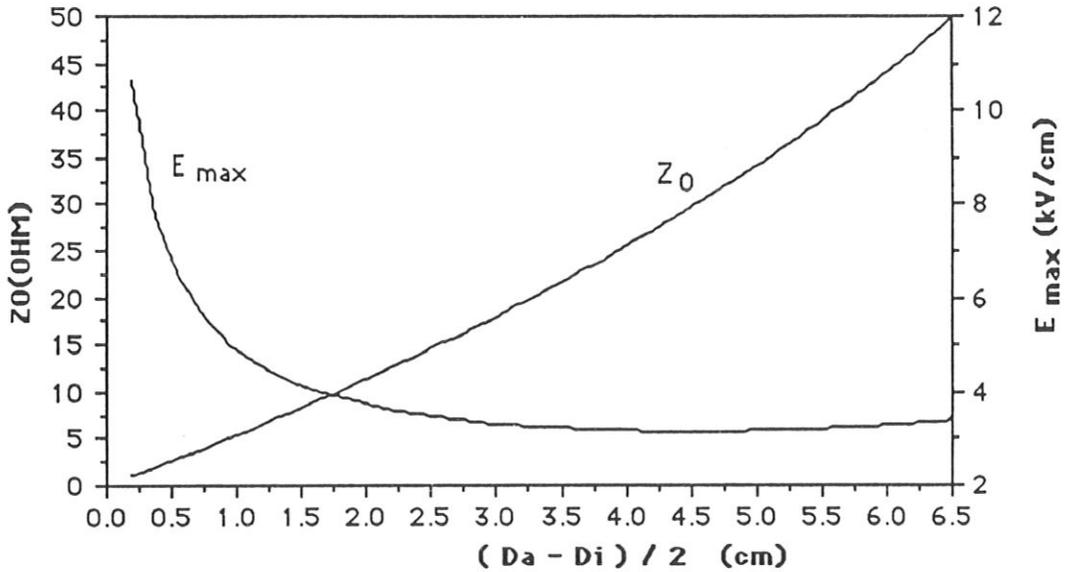


Abb. 10 Max. Feldstärke als Funktion des Abstandes Außenleiter / Innenleiter und der Leitungsimpedanz, für eine 9"-Leitung bei Anpassung ($P = 2$ MW) // 1 //.

Es ist ersichtlich, daß unterhalb einer bestimmten Antennenimpedanz eine Koaxleitung mit genügender Spannungsfestigkeit nicht mehr gebaut

werden kann, da das Durchmesser Verhältnis mit sinkender Leitungsimpedanz gegen 1 geht und die Feldstärke drastisch zunimmt.

Generell ist zu berücksichtigen, daß die maximale Ausgangsleistung unserer ICRH-Generatoren bis zu einem VSWR (Maß für den Grad der Anpassung) von 1.5 geliefert werden kann. Bei größerem VSWR wird die Ausgangsleistung reduziert, um die maximale Anodenverlustleistung der Verstärkerröhre nicht zu überschreiten (s. 3.1).

$$VSWR = \frac{1 + \frac{(R - Z_0)^2 + X^2}{(Z_0 + R)^2 + X^2}}{1 - \frac{(R - Z_0)^2 + X^2}{(Z_0 + R)^2 + X^2}} \quad \text{oder} \quad \frac{1 + \sqrt{P_{\text{rück}} / P_{\text{vor}}}}{1 - \sqrt{P_{\text{rück}} / P_{\text{vor}}}}$$

mit :	R	Realteil der transformierten Impedanz
	X	Imaginärteil der transformierten Impedanz
	Z ₀	charakteristische Leitungsimpedanz
	P _{rück}	rücklaufende Leistung
	P _{vor}	vorlaufende Leistung

Ein weiterer Punkt, dem man Aufmerksamkeit widmen sollte, ist die maximale Spannung in einer Koaxleitung.

Die maximale Spitzenspannung (abhängig vom VSWR) auf einer Hf-Leitung ergibt sich zu:

$$U_{\text{MAX}} = \sqrt{(2 * P * Z_0 * VSWR)}$$

U _{MAX}	max. Spitzenspannung im System
P	abgegebene Senderleistung (eff.)
Z ₀	charakteristische Leitungsimpedanz

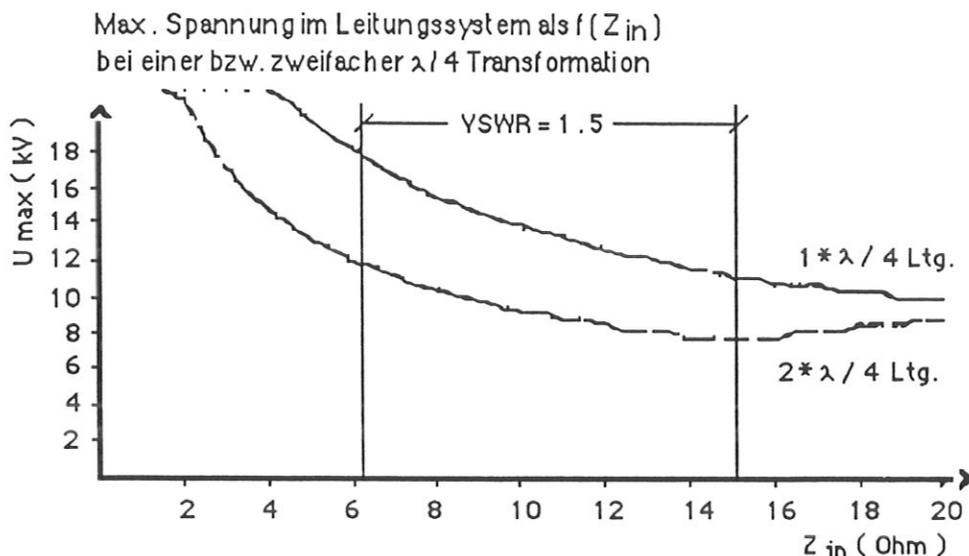


Abb.11 Maximale Spannung am Stufentransformator in Abhängigkeit der Eingangsimpedanz

Daten für eine $\lambda/4$ -Transformation:

$F = 75 \text{ MHz}$, $Z_{L1} = 23 \Omega$, opt. Anpassung bei 10Ω (am Eingang)

$jX = 0 \Omega$, Senderleistung = 2 MW.

Daten für zweifache $\lambda/4$ -Transformation:

$F = 75 \text{ MHz}$, $Z_{L1} = 15 \Omega$, $Z_{L2} = 30 \Omega$, opt. Anpassung bei 10Ω

$jX = 0 \Omega$, Senderleistung = 2 MW.

Man sieht, daß in diesem Beispiel (Arbeitsbereich des Generators $VSWR < 1.5$) die maximale Ausgangsleistung im Bereich ca. $6 - 15 \Omega$ des Antennenwiderstandes zur Verfügung steht.

Unter der Voraussetzung: $X_{ANT} \ll R_{ANT}$ gilt dies innerhalb einer Bandbreite von:

$$F(\text{MHz}) = \pm 10 \% \times F_{\text{opt.}}$$

Bei Übergang von L- ins H-Regime treten sprunghaft Impedanzänderungen im Realteil auf (Faktor 1.5 - 2). In diesem Fall und der bisher verwendeten schmalbandigen Anpaßmethode über zwei Stuftunern wurde die Ausgangsleistung der Generatoren reduziert oder abgeschaltet, da das VSWR am Generator zu groß wurde.

Dies ist bei der neuen Anpaßmethode nicht zu erwarten (Abb.11).

Somit wurde gezeigt, daß unter ASDEX-Bedingungen bei Übergang von L- ins H-Regime keine nennenswerte Fehlanpassung am Generator auftritt und somit zu jeder Zeit die volle Ausgangsleistung der Sender zur Verfügung steht. Es muß für ein Arbeitsregime (Minority- oder 2nd Harmonic Heating) nur die jeweilige Leitung L1, L2 auf $\lambda/4$ umgebaut werden .

Anpassungsverhalten der $\lambda/4$ -Leitungen beim Auftreten von Blindwiderständen ($X \neq 0$)

Es wurden Messungen an ASDEX über die Variation der komplexen Ausgangsimpedanz während der Entladung durchgeführt. Die Änderung des Imaginärteiles der Antennenimpedanz war ca. 5 - 10 %.

Im nachfolgenden Teil wird die Variation des Imaginärteiles der Eingangsimpedanz und ihre Auswirkung auf die Anpassung des Generators an diese variable Last behandelt.

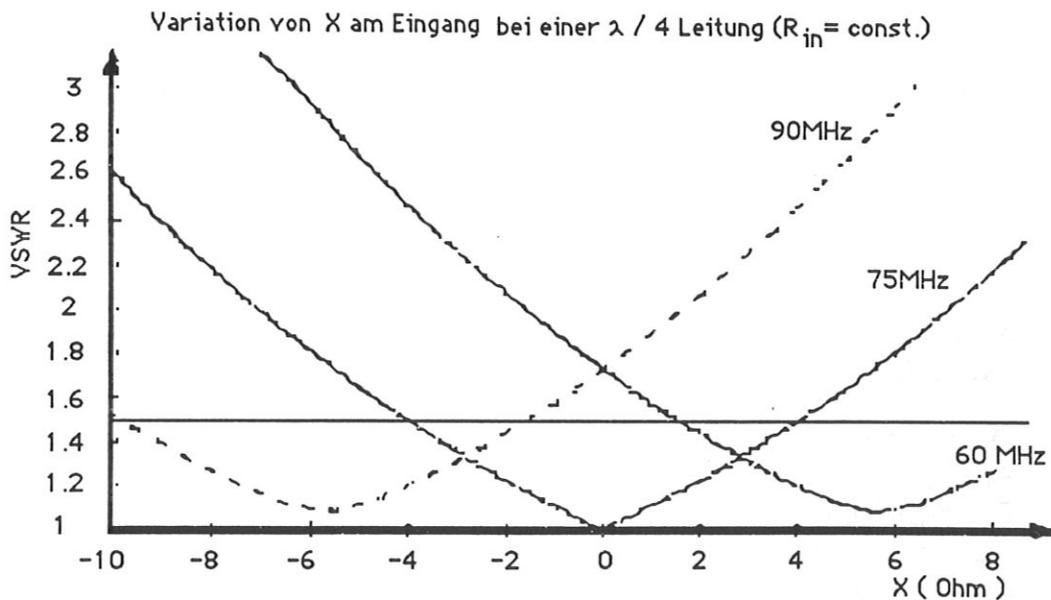


Abb. 12 Ein-Stufentransformator :
Anpassung bei 75 MHz, $R_{in} = 10 \Omega$, $L_{t1} = 23 \Omega$.

Variation von X am Eingang bei zweifacher $\lambda/4$ Transformation ($R_{in} = \text{const.}$)

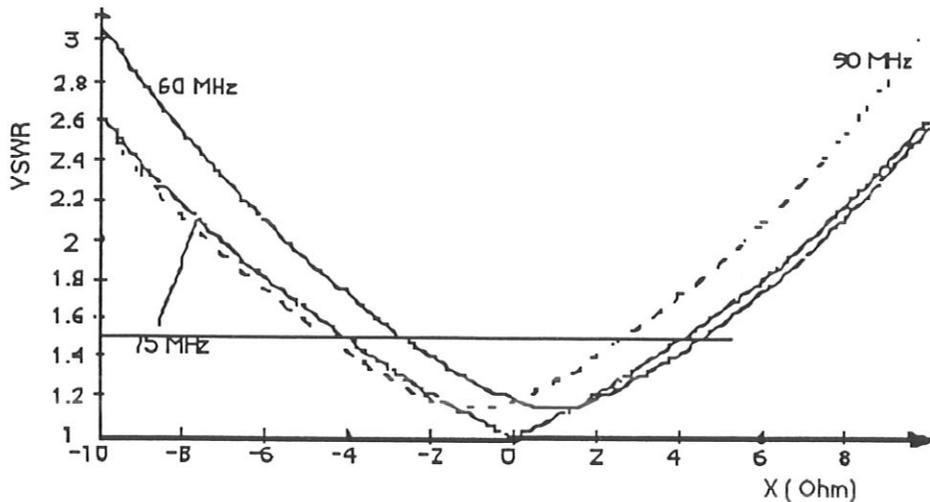


Abb. 13 Zwei-Stufentransformator :

Anpassung bei 75 MHz , $R_{in} = 10 \Omega$, Ltg. 1 = 15 Ω , Ltg. 2 = 30 Ω

Durch die Serienschaltung mehrerer $\lambda/4$ -Leitungen sinkt die Empfindlichkeit der Anpassungsänderung als Funktion der Frequenz. Diese Maßnahme ermöglicht, daß bei geringer Imaginärteil-Änderung der Vorteil bezüglich der Bandbreite der Anpassung als Funktion des Eingangswiderstandes und der Frequenz erhalten bleibt. Es muß jedoch darauf geachtet werden, daß der Imaginärteil der Eingangsimpedanz bei der Mittenfrequenz zu Null kompensiert wird. Änderungen des Imaginärteiles während einer Plasmaentladung können somit vernachlässigt werden.

4.1 Vergleich zwischen konventioneller Anpassung und der Transformation über Stufentransformatoren (s. Kap. 2.2)

Dieser Vergleich dient zur Demonstration des Unterschiedes der beiden Anpassungsvarianten.

Die praktische Lösung für die Anwendung bei hohen Leistungen ist in diesem speziellen Fall nicht möglich, da die Leitungsimpedanz der ersten Leitung nicht mehr realisierbar ist.

Für kleine Leistungen (typ. einige hundert Watt) sind diese Leitungsimpedanzen im ICRH-Frequenzbereich durch Parallelschaltung mehrerer Koaxleitungen mit größerem Wellenwiderstand zu erzielen.

Eine realisierbare Ausführung einer Transformation dieser Art für hohe Leistungen wird in Kap. 4.2 aufgezeigt.

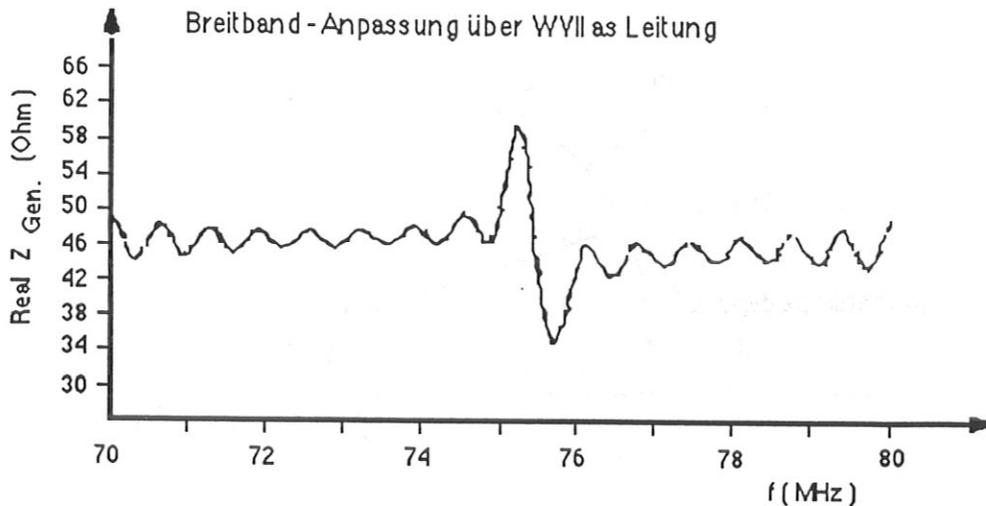


Abb. 14 Impedanztransformation Antenne \rightarrow Zwei-Stufentransformator
 Übertragungsleitung \rightarrow Generator (Anpassung bei $f = 74.7$ MHz)
 $Z_{Ant} = 2.5$ Ohm $Z_{L1} = 5.3$ Ohm $Z_{L2} = 23.5$ Ohm

Die Resonanzen in Abb.14 sind durch den Stützenabstand (= 395 cm) gegeben.

Abbildung 14 ist direkt mit Abb. 7 zu vergleichen. Man erkennt deutlich, daß der Maximalwert der Impedanz bei 60Ω liegt und damit bis zu einer Zehnerpotenz unter den Werten des konventionellen Systems bleibt. Das ungewollte Anschwingen des Senders auf Nachbarfrequenzen ist damit ausgeschlossen.

In den Abb.15 und 16 sind die beiden Transformationsarten im Smith-Diagramm dargestellt.

Bei der bisherigen Anpassungsart (Abb.15) durchläuft der zu transformierende Widerstand einen Bereich mit hoher Impedanz (Leitung Antenne \rightarrow Stub1), was zu hoher Spannungsbelastung führt. Eine Verkürzung dieser Leitungslänge ist aus aufbaubedingten Gründen nicht möglich.

Ersetzt man die herkömmliche Stub-Anpassung durch einen Stufentransformator, dann werden diese Problemzonen vermieden, da infolge der anderen Transformation der hochohmige (= rechte) Teil des Smith-Diagramms nicht erreicht wird (Abb. 16).

4.2 Mögliche technische Ausführung einer Anpassung über einen Zwei-Stufentransformator

Um eine Transformation nach dieser Art realisieren zu können, muß das Verhältnis

$$R_{ANT} / X_{ANT}$$

als Funktion der Frequenz genauer untersucht werden. Die ICRH-Antenne wird als Bandleiter dargestellt, bei dem in der Rechnung anstelle des kurzgeschlossenen Endes der reelle Kopplungswiderstand eingesetzt wird. Der Blindwiderstand jX der Antenne wird durch eine in der Länge einstellbare Antennenzuleitung am Eingang der $\lambda/4$ -Transformationsleitung kompensiert, um bei Änderungen des Imaginärteils während einer Plasmaentladung die Breitbandigkeit dieser Anordnung bezüglich des Realteiles ausnützen zu können (Abb.17 +18).

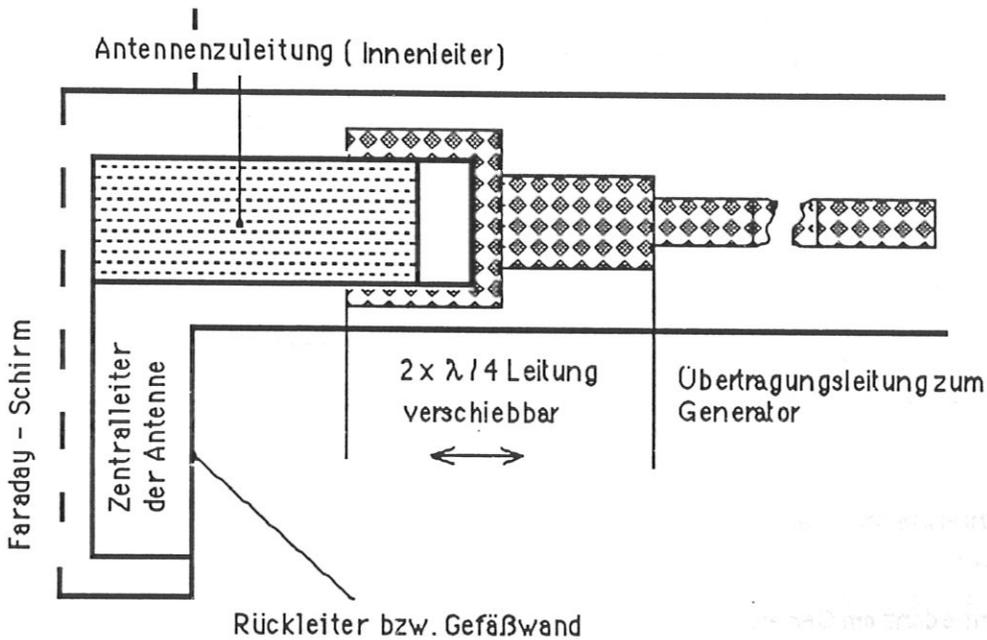


Abb. 17 Aufbau der Transformation Antenne -> Übertragungsleitung zum Generator über einen Zwei-Stufentransformator

Um diese Transformationsart an den Experimenten einsetzen zu können, könnte die bisher verwendete Vakuum-Antennenzuleitung mit den zugehörigen Isolierstützen verwendet werden. Es müßten nur die Transformationsleitungen verschiebbar sein, um bei Frequenzänderungen, bedingt durch den Experimentierbetrieb, die oben genannte Bedingung zu erfüllen. Soll von Minority- zu 2nd Harmonic-Heating gewechselt werden, so sind die beiden $\lambda/4$ -Leitungen entsprechend zu verkürzen.

Daten für die Realisierung eines Zwei-Stufentransformators

Es wird davon ausgegangen, daß eine 6"-Koaxleitung mit einer Impedanz von min. 10Ω hergestellt werden kann. Die Distanz Innen/Außenleiter beträgt dabei ca. 1 cm.

Eine weitere Voraussetzung ist, daß der Generator an ein VSWR von 1.5 die volle Ausgangsleistung abgeben kann.

Die Leitungsimpedanz des zweiten Stufentransformators ergibt sich dann aus Gleichung (2) zu 29Ω .

Mit den hier aufgezeigten Daten wäre die Anpassung bei Antennenimpedanzen zwischen 4 bis 9Ω ohne Änderung von Längen zu realisieren. Kleinere Eingangsimpedanzen können nicht mehr auf ein $VSWR \leq 1.5$ transformiert werden, da die Impedanz der ersten $\lambda/4$ -Leitung zu klein wird und somit die benötigte Spannungsfestigkeit nicht mehr gegeben ist.

Mit den obengenannten Daten ($Z_{L1} = 10 \Omega$, $Z_{L2} = 29 \Omega$) soll demonstriert werden, daß eine Impedanz von $4 - j4\Omega$ (Extremfall) über einen verschiebbaren Stufentransformator an unseren Generator anzupassen ist.

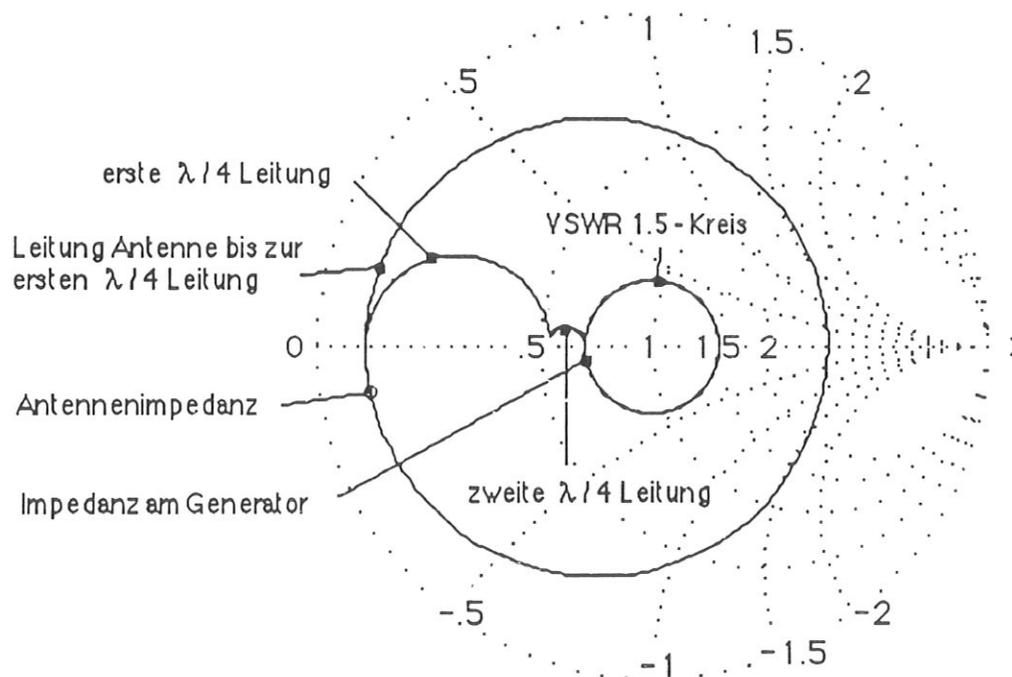


Abb. 18 Impedanzverlauf entlang der Leitung nach den oben angegebenen Bedingungen.

Startpunkt: Antennenimpedanz = $4 - j4\Omega$; Leitungslänge Antenne -> erste $\lambda/4$ -Leitung = 211 cm, $Z_0 = 25 \Omega$.

Die Länge wurde so gewählt, daß diese Leitung den Blindanteil der Antennenimpedanz auf $jX = 0 \Omega$ transformiert.

4.3 Folgerungen

Da die Bandbreite einer $\lambda/4$ -Transformation mit größer werdendem Transformationsverhältnis abnimmt, sollte eine Serienschaltung von zwei $\lambda/4$ -Leitungen gewählt werden (Kap. 4.1).

Mehr als zwei $\lambda/4$ -Leitungen würden die Bandbreite weiter vergrößern. Eine solche Lösung bedeutet aber größeren Platzbedarf sowie einen ungleich größeren konstruktiven Aufwand.

Bei Frequenzwechsel von 2nd Harmonic- zu Minority-Heating und umgekehrt sind nur die Innenleiter der beiden Transformationsleitungen zu verlängern.

Vorteil des Stufentrafos

Während einer Plasmaentladung können Sprünge im Realteil der Antennenimpedanz durch L-H-Übergänge auftreten. Der Imaginärteil der Impedanz bleibt dabei weitgehend konstant und wird durch eine Verschiebung der beiden $\lambda/4$ -Leitungen zu null kompensiert.

Durch diese Art der Transformation ist es möglich, auch während dieser Impedanzsprünge die volle Ausgangsleistung des Generators zur Verfügung zu haben.

Nachteil

Die Grenzen dieser Transformationsart liegen bei Eingangsimpedanzen $< 4 \Omega$. Der erste Stufentrafo kann bei kleineren Eingangsimpedanzen wegen des kleinen Abstandes Innen/Außenleiter nicht mehr realisiert werden.

Im Gegensatz zur Anpassung über ein Tunersystem ist bei Verwendung eines Stufentransformators der Anpaßbereich eingeengt .

5. Zusammenfassung

Im ersten Teil der Arbeit wurde versucht, die am ICRH-System - bestehend aus Antenne, Tunersystem, Übertragungsleitung und Generator - aufgetretenen Probleme zu analysieren und Lösungsmöglichkeiten aufzuzeigen.

Im darauffolgenden Teil wird eine alternative Anpassungsart mit ihren Vor- und Nachteilen beschrieben.

Die Maximalspannung im Leitungssystem wird durch das günstigere Transformationsverhältnis reduziert. Dadurch sinkt die Spannungsbelastung der Leitung.

Bei Messungen an ASDEX und W7AS wurde festgestellt, daß der Imaginärteil der Antennenimpedanz bei unterschiedlichen Ankoppelbedingungen nahezu konstant ist. In solchen Fällen würde sich eine Transformation über $\lambda/4$ -Stufentransformatoren anbieten. In diesem Fall können die Hf-Generatoren innerhalb ihrer Spezifikation an eine Antennenimpedanz ab ca. 4Ω ihre Maximalleistung abgeben, ohne daß teure, abstimmbare Tunerelemente benötigt werden.

Diese Methode wäre auch an einem zukünftigen Fusionsreaktor anwendbar, da hier davon auszugehen ist, daß nur ein Heizregime und damit nur eine Arbeitsfrequenz zur Anwendung kommt.

6. Literaturverzeichnis

- // 1 // Meinke / Gundlach : Taschenbuch der Hochfrequenztechnik
- // 2 // Johnson : Transmission Lines and Networks
- // 3 // ARRL-Handbook
- // 4 // Wesner F. et al.: 16 th SOFT Conference, London 1990:
The 4 x 2 MW ICRH-System for ASDEX
Upgrade